

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-050627

(43)Date of publication of application : 21.02.1995

(51)Int.Cl.

H04B 7/08

H04L 1/06

H04L 27/22

(21)Application number : 03-259928

(71)Applicant : YUSEISHO TSUSHIN SOGO
KENKYUSHO

(22)Date of filing : 04.07.1991

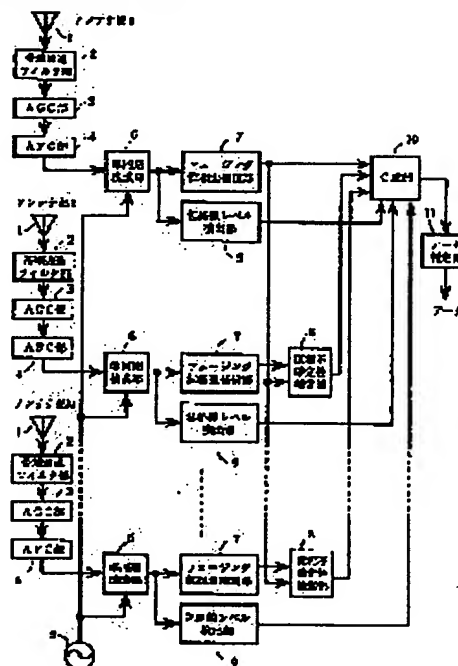
(72)Inventor : YAMAZAKI RYOZO

(54) AFTER DETECTION COMBINED DIVERSITY RECEPTION SYSTEM

(57)Abstract:

PURPOSE: To improve transmission quality by detecting the deviation amount of an arbitrary branch and other each branch after phasing phase distortion is estimated and compensated and further performing a weighing combination by using each envelope level after the correction is performed.

CONSTITUTION: N-phase differential PSK modulation signals from antenna parts 1 to M are orthogonally detected by a quasi-synchronous detection part 6 by the oscillation frequency of a local oscillator 5 via each BPF part 2, an AGC part 3 and an AFC part 4. The phasing phase distortion of this detected and outputted base band signal is estimated by this compensation part 7 and the compensated signal is outputted. Supposing that a deviation angle does not change between continuous two symbols of this signal, a phase rotation by $2\pi/N$ is imparted, and one which is the minimum in the square sum of the distance between signals is selected and outputted by a phase indefiniton compensation part 8. Data is obtained by performing a differential double sign for the signal added by weighing the signal from the compensation part 7 by using the outputs of an envelope level detection part 9 and the compensation part 8 by a synthesis part 10, by a data decision part 11. Thus, transmission quality is improved.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

04.07.1991

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

2071916

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-50627

(43) 公開日 平成7年(1995)2月21日

(51) IntCl. ⁴	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B 7/08	D	4229-5K		
H 0 4 L 1/06		4229-5K		
27/22				
		9297-5K	H 0 4 L 27/ 22	Z

審査請求 有 請求項の数1 書面 (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願平3-259928

(22) 出願日 平成3年(1991)7月4日

特許法第30条第1項適用申請有り 1991年3月26日～3月29日、社団法人電子情報通信学会主催の「電子情報通信学会春季全国大会講演会」において文書をもって発表

(71) 出願人 391027413

郵政省通信総合研究所長

東京都小金井市真井北町4丁目2番1号

(72) 発明者 山崎 亮三

東京都小金井市真井北町4丁目2番1号

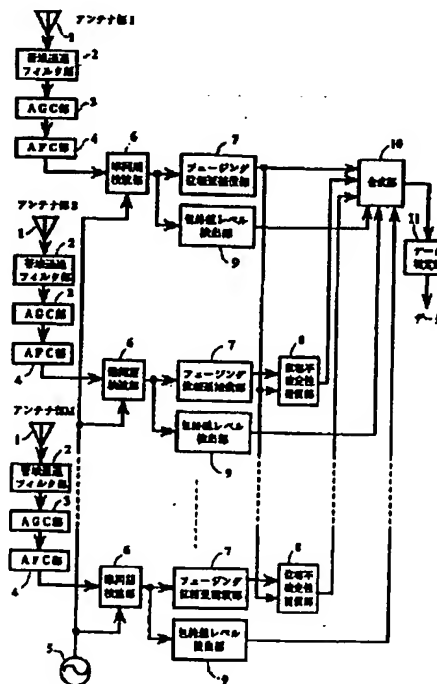
郵政省通信総合研究所内

(54) 【発明の名称】 検波後合成型ダイバーシチ受信方式

(57) 【要約】

【目的】 デジタル陸上移動通信などでN相差動P S K変調信号を準同期検波する場合において、検波後合成型ダイバーシチ法を実現すること。

【構成】 本発明では、合成型ダイバーシチを行う場合に不可欠な各ブランチの信号の同相化の処理を、各ブランチにおいて独立に生じる位相不確定性によるずれの量は連続する2シンボル間では変化しないと仮定し、受信側で任意のひとつのブランチに対する他のブランチのずれの量を検出して補正する方法として、各シンボルタイミングごとに、各ブランチの信号を $2\pi/N$ ずつ位相回転させ、この中から連続する2シンボル間の信号点間距離の自乗和が最小となるものを選ぶというを行い、これにより簡単なハードウェア構成で伝送品質の向上を図ることを特徴としている。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 フェージング歪を有するN相差動PSK変調信号を準同期検波を用いてダイバーシチ受信する場合において、準同期検波によって得られた受信ベースバンド信号からそれに含まれるフェージング位相歪を推定し、補償することを行う第1の手段と、フェージング位相歪補償後の信号に含まれる各ブランチごとに独立な位相不確定性を、それによる各ブランチ間のずれの量は連続する2シンボル間では変化しないと仮定し、受信側で任意のひとつのブランチに対する他のブランチの信号を $2\pi/N$ ずつ位相回転させ、この中から連続する2シンボル間の信号点間距離の自乗和が最小となるものを選ぶという方法によって検出して補正する第2の手段と、各ブランチの包絡線レベルを用いて重み付け合成を行う第3の手段を備えることにより、簡単なハードウェア構成で伝送品質の向上を図ることを特徴とする検波後合成型ダイバーシチ受信方式。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、伝送路が激しく変動する陸上移動通信において差動符号化された信号を、準同期検波を用いて検波後合成型ダイバーシチ受信する方式に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 デジタル無線回線、とくに陸上移動通信回線においては、フェージングによる伝送品質の著しい劣化を改善する方法としてダイバーシチ受信法があり、これには、選択・等利得・最大比の3つの合成法がある。検波前ダイバーシチ受信法にはこの3つの合成法とも適用可能であるが、このうち等利得と最大比合成法については、各ブランチから出力される信号の位相を同相化する処理のハードウェアが非常に複雑になるため現実的でない。

【0003】 また同期検波を行う場合、受信側で搬送波を再生することが必要となるが、再生された搬送波には、送信側で用いた搬送波に対して、位相不確定性が生じるため、通常は送信側で差動符号化し、受信側ではその逆の差動復号を行うことになる。このように差動復号を前提とした同期検波方式に適用可能な検波後ダイバーシチ受信法としては、検波後選択合成などが用いられている。

【0004】 ところが、それより改善効果の大きな検波後合成型についてはまだ実用化されていない。その理由としては、各ブランチで受けるフェージング歪は独立であり、それを補償した信号にもそれぞれ独立に位相不確定性が生じ、これらの信号の位相を同相化するには、この位相不確定性も考慮しなければならず、従来はこの方法について十分検討されていなかったためである。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】 解決しようとする問題

点は、等利得合成や最大比合成などの合成型ダイバーシチを行う場合、各ブランチから得られるフェージング位相歪を補償した信号を同相化することが必要となるが、この信号には各ブランチごとに独立に位相不確定性が生じているため、その不確定性による位相のずれを各ブランチで一致させなければならないという点である。

【0006】 したがって、検波後合成型ダイバーシチを実現するためには、フェージングによる位相歪の補償のほかに、補償した信号に生じる位相不確定性も考慮しなければならない。

【0007】 また、フェージング位相歪を補償した信号に位相不確定性が生じるということは、いいかえれば、この信号が各ブランチごとに、N相PSK信号の場合には、 $2\pi k/N$ ($k=0, 1, \dots, N-1$) のいずれかの角度だけお互いにずれるということである。しかし、さらに問題となるのは、このずれる角度が受信途中でもフェージングによる急激な位相変動により変化してしまうことである。

【0008】

【課題を解決するための手段】 前述したように、各ブランチのフェージング位相歪を補償した信号は、お互いにある角度だけずれていて、そのずれる角度が途中で変化するが、本発明では、次のような方法でこれらの信号を同相化する。

【0009】 連続する2シンボル間、すなわち1シンボル長に相当する時間内では、そのずれる角度は変化しないと仮定し、受信側で任意にあるひとつのブランチ、例えばブランチ1を選び、このブランチに対する他の各ブランチのずれの量を、各シンボルタイミングごとに、位相不確定性補償部で検出して補正する方法である。この方法は、ハードウェア構成が簡単で、また受信途中で各ブランチ間での位相のずれが変化してもそれに対応できることを特徴としている。また、その検出および補正方法を次に述べる。

【0010】 各ブランチでは独立にフェージング位相歪を補償しているので、その信号の取り得る位相は、ほぼ $2\pi k/N + \pi/N$ ($k=0, 1, \dots, N-1$) のいずれかになっている。ブランチ1と他のブランチの間でこのkの値が一致している場合には同相であり、そのときにはその2つの信号点間の距離は小さく、異なっていれば当然それより大きくなる。逆にいえば、各ブランチの信号を、大きさは変えずに位相だけを $2\pi/N$ ずつ回転させたN個の信号を作り、この中で最も信号点間の距離が小さいものを選べば、それがブランチ1に対して同相化されたといえる。

【0011】 ただし、この方法では、位相の変化に情報をのせるN相差動PSK信号の場合、1シンボル長の間ブランチ1に対してフェージングによる急激な位相変動があった場合には、結果としてダイバーシチ合成後の信号の位相変化が送信信号の位相変化に一致しなくなる

場合が生じる。

【0012】これを避けるには、位相の不確定性によるずれを、連続する2シンボル間から検出すればよい。すなわち、各シンボルタイミングごとに、連続する2シンボル間で、各ブランチごとにフェージング位相歪を補償した信号に対して、 $2\pi/N$ ずつの位相回転を与え、この中でブランチ1のフェージング位相歪を補償した信号との信号点間距離の自乗和が最小となるものを、ブランチ1に対して同相化されたとして、その信号を位相不確定性補償部の出力信号とすればよい。

【0013】

【作用】以下、本発明による構成を各部の入出力信号の関係を示しながら図面を参照して詳細に説明する。

【0014】図1にMブランチの検波後合成型ダイバーシチ受信方式のブロック図を示す。どのブランチにおいてもフェージング位相歪を補償するところまでは同様の処理である。

【0015】まず、アンテナ部(1)で受信された受信波は、帯域通過フィルタ部(2)によって帯域外の雑音が除去された後、AGC部(3)によって適正な平均受信レベルに設定される。その後、AFC部(4)で準同期検波(搬送波を再生せず、受信機の局部発振器(5)を用いて検波する方式)時の搬送周波数と局部発振周波数との差を補償する。準同期検波部(6)でAFC部

(4)からの出力信号を直交検波して受信信号をベースバンド信号に変換する。この信号をI成分とQ成分からなる複素信号 u_n とすると、次式のように表せる。

【0016】

【数1】

【0017】次にこの u_n をフェージング位相歪補償部(7)に入力して位相歪を補償する。この信号には送信ベースバンド信号とともに伝搬路で受けたフェージング歪が含まれていて、それらをそれぞれ複素信号 z_n 、 c_n とすると、次式のように表せる。

【0018】

【数2】

【0019】フェージング歪を補償するには、 c_n^{-1} を推定し、これを h_n として u_n に乘積すればよい。したがって、フェージング歪補償後の信号 v_n は次式から求められる。

【0020】

【数3】

【0021】ここでは、最小自乗法を用いて、次のようにして h_n を推定した。

【0022】

すなわち、推定誤差(送信シンボルの推定値 \hat{a}_n と v_n との差)の絶対値 $|\hat{a}_n - v_n|$ の自乗平均値 $E[|\hat{a}_n - h_n \cdot u_n|^2]$ が最小となるように h_n を求める。ここで、

$E[\cdot]$ は $[\cdot]$ のアンサンブル平均を表す。

【0023】これを満たす h_n は、次に示すWiener-Hopfの方程式で与えられる。

【0024】

【数4】

$$h_n = \frac{E[\hat{a}_n \cdot u_n^*]}{E[u_n \cdot u_n^*]}$$

ただし、 u_n^* は u_n の複素共役を表す。

【0025】上式の h_n は、振幅と位相の両方を補償する場合の解であり、今回のように位相にのみ情報をのせたN相PSK信号に対して合成型ダイバーシチを行う場合には、位相のみを補償すればよく、そのときの補償量を θ_n とすると、

【0026】

【数5】

$$\theta_n = \frac{E[\hat{a}_n \cdot u_n^*]}{E[|u_n|]}$$

【0027】平均する区間を過去 D_1 個、未来 D_2 個の合計 $D_1 + D_2 + 1$ 個とした場合において、 θ_n およびそれを用いてフェージング位相歪を補償した信号 y_n は、図2のような構成で求められる。

【0028】まず、

【数5】における分子は、

$$\theta_n = \frac{E[\hat{a}_n \cdot u_n^*]}{E[|u_n|]}$$

【0029】

【数6】

$$E[\hat{a}_n \cdot u_n^*] = \sum_{i=-D_2}^{D_1} \hat{a}_{n-i} \cdot u_{n-i}^*$$

として求められる。ここで、 $\hat{a}_{n-1} (i > 0)$ は、 $t = nT$ において既に得られているのでその値を用いる。すなわち、図3に示すような構成によって図2の処理部2において、 u_{n-1}^* と $\hat{a}_{n-1} (1 \leq i \leq D_1)$ から、

【0030】

を計算して処理部4へ出力する。

【数7】

【0031】

$$B = \sum_{i=1}^{D_1} \hat{a}_{n-1} \cdot u_{n-1}^*$$

一方、 $\hat{a}_{n-1} (i \leq 0)$ は、 $t = nT$ から見ると現在および未来の値であり、

最適な補償量 $\theta_{n-1} (i \leq 0)$ もまだ得られていない。そこで、 $t = nT$ において

θ_{n-1} と最も相関の強い θ_{n-1} を θ_{n-1} の代わりに用いて、 $\hat{a}_{n-1} (i \leq 0)$ を求め

る。すなわち、図4に示すような構成によって図2の処理部1において、

【0032】

【数8】

$$y_{n-1} = \theta_{n-1} \cdot u_{n-1} \quad (-D_2 \leq i \leq 0)$$

を求め、これを判定したものを $\hat{a}_{n-1} (-D_2 \leq i \leq 0)$ とし、これを用いて、

【0033】

が得られる。

【数9】

【0038】ここまでの処理において、ブランチ1でフ

$$A = \sum_{i=-D_2}^0 \hat{a}_{n-1} \cdot u_{n-1}^*$$

を計算して処理部4へ出力する。

【0034】処理部3では、図5に示すような構成によって、 $u_{n-1} (-D_2 \leq i \leq D_1)$ から、

【0035】

【数10】

$$C = \sum_{i=-D_2}^{D_1} |u_{n-1}|$$

を計算して処理部4へ出力する。

【0036】処理部4では、図6に示すような構成によって、処理部1の出力Aと処理部2の出力Bとを加算し、それを処理部3からの出力Cで除算して、 θ_n を出力する。最後にフェージング位相歪を補償した信号として、

【0037】

【数11】

$$y_n = \theta_n \cdot u_n$$

【0042】

$$d_1 = |y_{n-1} - y^{(2)}_{n-1}|^2 \quad \text{【数13】}$$

$$d_2 = |y_{n-1} - \exp(j \cdot 2\pi/N) \cdot y^{(2)}_{n-1}|^2 +$$

$$|y_{n-1} - \exp(j \cdot 2\pi/N) \cdot y^{(2)}_{n-1}|^2$$

...

【0043】

【0041】

【数12】

エーシング位相歪を補償した信号時系列を $\{y_n\}$ とし、それ以外のブランチ2, 3, ...においてフェージング位相歪を補償した信号時系列をそれぞれ

$\{y^{(2)}_n\}$, $\{y^{(3)}_n\}$, ...とする。また、包絡線レベルは、ブランチ1, 2, 3 ...の順にそれぞれ $|u_n|$, $|u^{(2)}_n|$, $|u^{(3)}_n|$, ...とする。

【0039】ブランチ2からブランチMまでのどのブランチにおける位相不確定性補償部でも次のような同様の処理を行うが、ここではブランチ2について説明する。また、その構成を図7に示し、ブランチiにおける出力信号時系列は $\{r^{(i)}_n\}$ とする。

【0040】まず、位相不確定性補償部(8)の入力信号である $\{y^{(2)}_n\}$ について、 $2\pi/N$ ずつの位相回転を与えてN個の信号時系列 $\{\exp(j \cdot 2\pi k/N) \cdot y^{(2)}_n\}$ ($k=0, 1, 2, \dots, N-1$)を作る。これと $\{y_n\}$ とを用いて次式に示すような距離の自乗和 $d_1 \sim d_N$ までを求める。

$$d_n = |y_{n-1} - \exp\{j \cdot 2\pi (N-1)/N\} \cdot y^{(2)}_{n-1}|^2 +$$

【0044】 $|y_n - \exp\{j \cdot 2\pi (N-1)/N\} \cdot y^{(2)}_n|^2$
 $d_1 \sim d_N$ までの最小値を求め、これが d_L であったとすると、位相不確定性補償部(8)では、 $y^{(2)}_n$ の位相を $2\pi(L-1)/N$ だけ回転させて、 $\exp\{j \cdot 2\pi(L-1)/N\} \cdot y^{(2)}_n$ を n 番目のシンボルとして出力する。

【0045】一方、包絡線レベル検出部(9)では、準同期検波部(6)からの出力信号を用いて包絡線レベルを検出し、合成部(10)に重み付け信号として出力する。

【0046】合成部(10)では、図8に示すような構成によって、包絡線レベル検出部(9)からの信号を用いて、フェージング位相歪補償部(7)からの信号を重み付けして加算する。最後に、その信号をデータ判定部(11)で差動復号してデータを得る。

【0047】

【実施例】具体例として、2ブランチの場合の検波後最大比合成型空間ダイバーシチ法について示す。ただしここでは、ブランチ1、2でフェージング位相歪を補償し

た信号時系列を説明の都合上それぞれ $\{a_n\}$ 、

$\{b_n\}$ と表す。また、変調方式は、 $N=4$ に相当するQPSK変調とし、送信側で差動符号化されているとする。さらに、フェージング位相歪補償部で行う平均化区間は $D_1=1$ 、 $D_2=1$ とした。

【0048】フェージング位相歪補償部(7)からの出力信号の位相面における信号点配置の一例として、 $\{a_n\}$ より $\{b_n\}$ の方が約 90° 位相が進んでいる場合を図9に示す。この図には $\{b_n\}$ を $\pi/2$ ずつ位相回転した信号も合わせて示してある。

【0049】位相不確定性補償部(8)では、まず次式によって $n-1$ 番目と n 番目の2シンボルにわたる信号点間距離の自乗和を計算する。そして $d_1 \sim d_4$ のうちで最小となるものが $\{a_n\}$ に対して同相であるとする。

【0050】

【数15】

$$【0051】 \quad d_1 = |a_{n-1} - b_{n-1}|^2 \quad 【数16】 \quad |a_n - b_n|^2$$

$$【0052】 \quad d_2 = |a_{n-1} - j \cdot b_{n-1}|^2 \quad 【数17】 \quad |a_n - j \cdot b_n|^2$$

$$【0053】 \quad d_3 = |a_{n-1} + b_{n-1}|^2 \quad 【数18】 \quad |a_n + b_n|^2$$

$$d_4 = |a_{n-1} + j \cdot b_{n-1}|^2 + |a_n + j \cdot b_n|^2$$

【0054】図9の場合には d_4 が最小となり、 $\{a_n\}$ より $\{b_n\}$ の方が確かに約 90° 位相が進んでいることがわかる。

【0055】その後は、 a_{n-1} 、 a_n とそれに同相化されたブランチ2の信号(この場合は $-j \cdot b_{n-1}$ 、 $-j \cdot b_n$)とをそれぞれ合成部(10)で包絡線レベルを用いて重み付けしてから加算することで最大比合成ができ、その出力をデータ判定部(11)で差動復号してデータが得られる。

【0056】本方式をビットレート32kbp/s、最大ドップラ周波数を80Hzとしたときの結果を図10に示す。この図で横軸は情報1ビットあたりの信号対雑音電力比 E_b/N_0 で、縦軸は平均ビット誤り率である。この図より誤り率 10^{-2} のところでダイバーシチなしの場合に比べて約7.1dB、 10^{-3} のところで約12.7dBの利得が得られていることがわかり、この値は理論値に比べてそれほど劣化がない。

【0057】以上のことから、本発明の有効性が確認できる。

【0058】

【発明の効果】以上詳述したように、この発明によれ

ば、デジタル陸上移動通信などで差動同期検波を行う場合に、従来は実現されていなかった検波後合成型ダイバーシチ受信を行うことが可能となり、検波後選択型よりもさらに大きな伝送品質の向上を図ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】Mブランチのダイバーシチ受信機のブロック図。

【図2】図1のフェージング位相歪補償部のブロック図。

【図3】図2の処理部2のブロック図。

【図4】図2の処理部1のブロック図。

【図5】図2の処理部3のブロック図。

【図6】図2の処理部4のブロック図。

【図7】図1の位相不確定性補償部のブロック図。

【図8】図1の合成部のブロック図。

【図9】位相不確定性の検出方法を説明するために示した図。

【図10】ビット誤り率特性の一例を示す図。

【符号の説明】

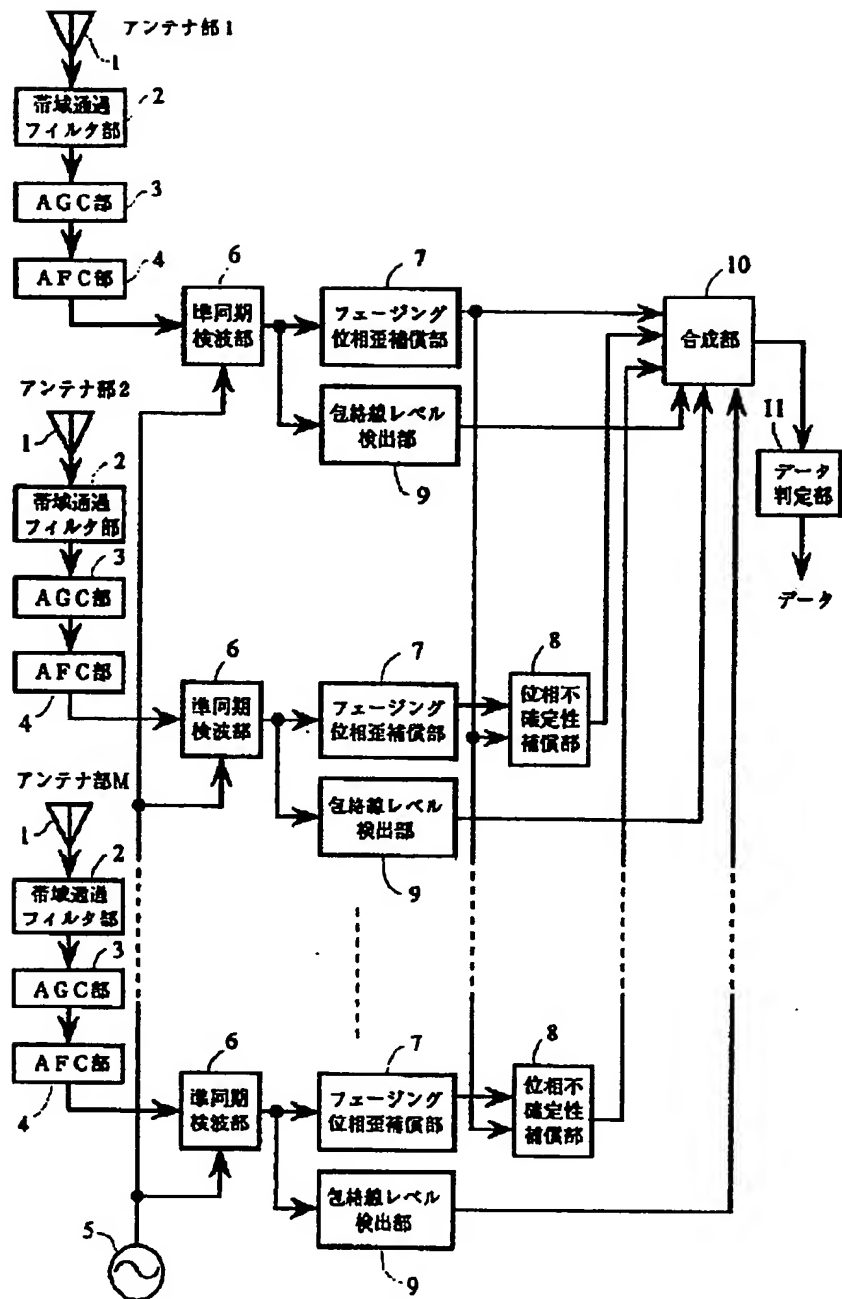
1 アンテナ部

2 帯域通過フィルタ部

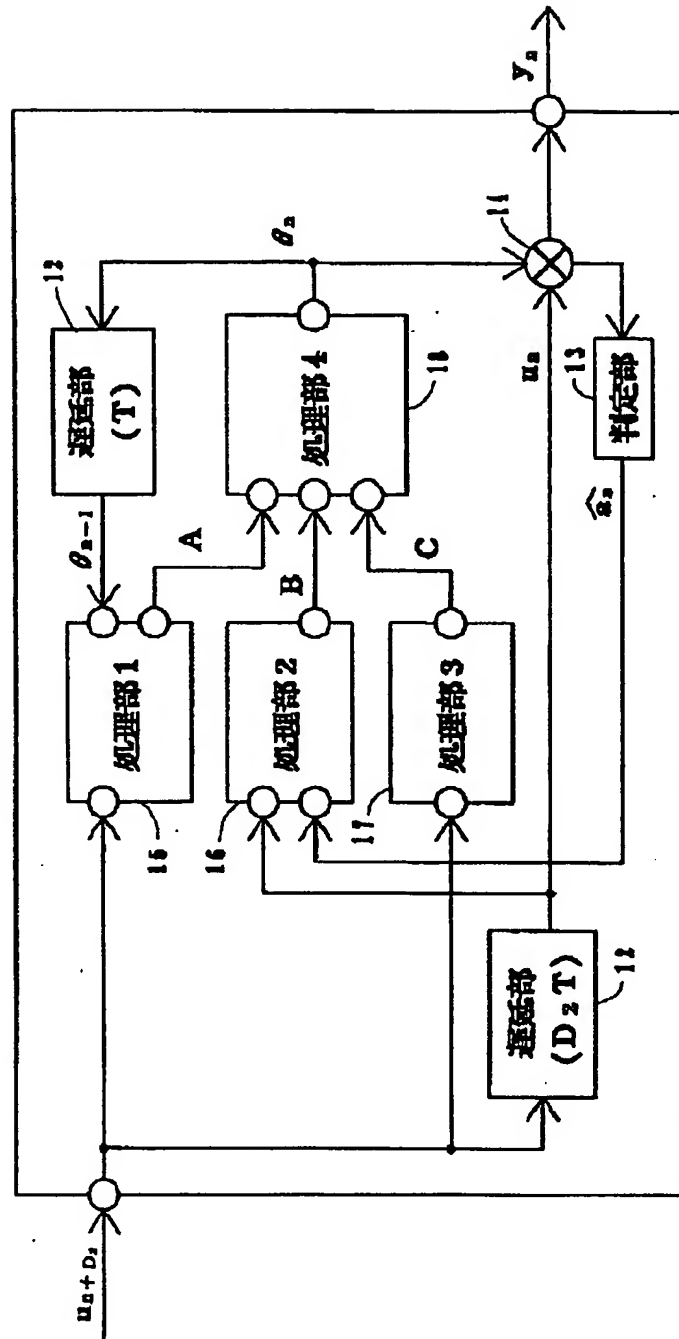
- | | |
|-----|--------------|
| 1 5 | 処理部 1 |
| 1 6 | 処理部 2 |
| 1 7 | 処理部 3 |
| 1 8 | 処理部 4 |
| 1 9 | 加算部 |
| 2 0 | 複素共役変換部 |
| 2 1 | 絶対値演算部 |
| 2 2 | 除算部 |
| 2 3 | $2\pi/N$ 移相部 |
| 2 4 | 減算部 |
| 2 5 | 最小値判定部 |
| 2 6 | 移相部 |

The diagram shows a digital filter structure. The input u_n is summed with a feedback signal \hat{a}_n at a summing junction. The result passes through a multiplier block labeled 20, then a multiplier block labeled 14, and then a delay block labeled z^{-1} (labeled 12). The output of this delay block is summed with the output of a parallel path at a summing junction labeled 19. The parallel path consists of a delay block labeled z^{-1} (labeled 12) followed by a multiplier block labeled 12. The output of the summing junction 19 is the signal B .

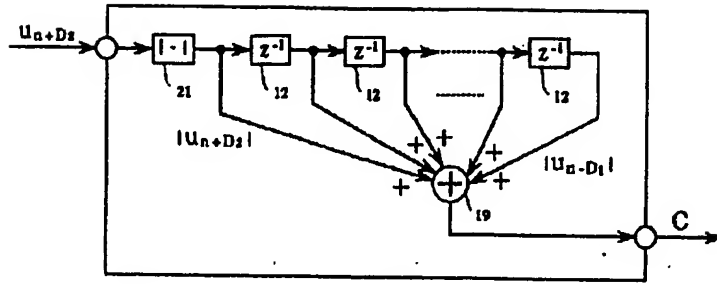
【図1】



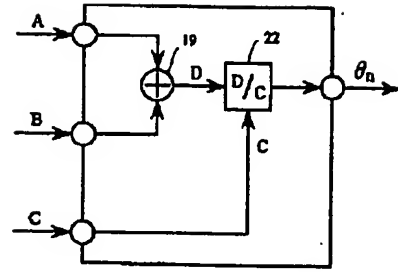
【图2】



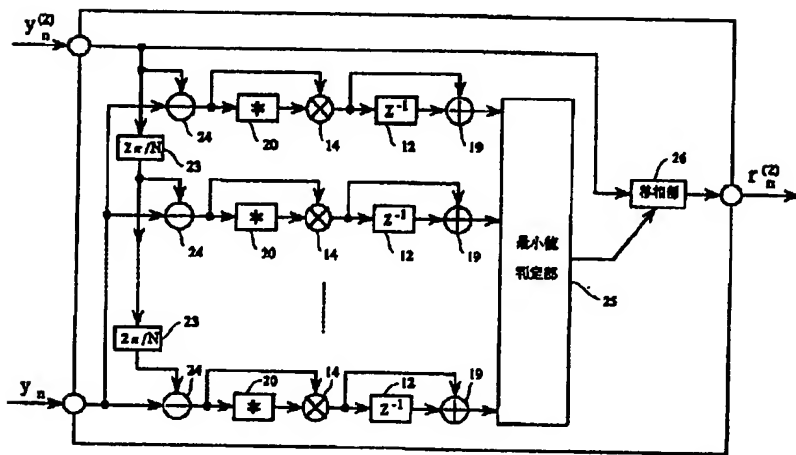
【图5】



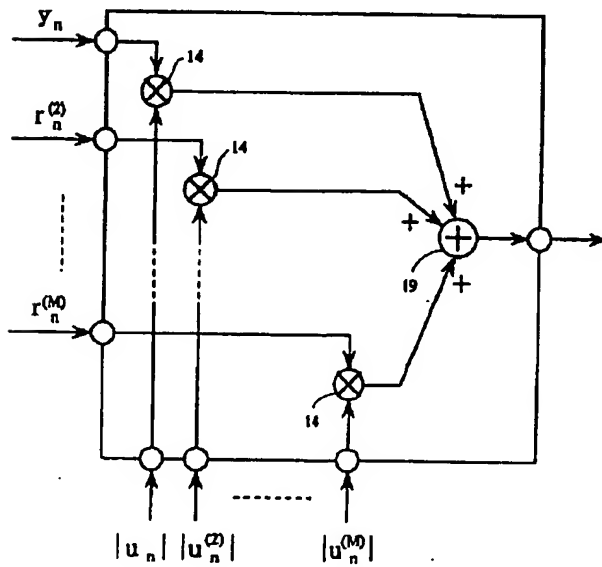
【图6】



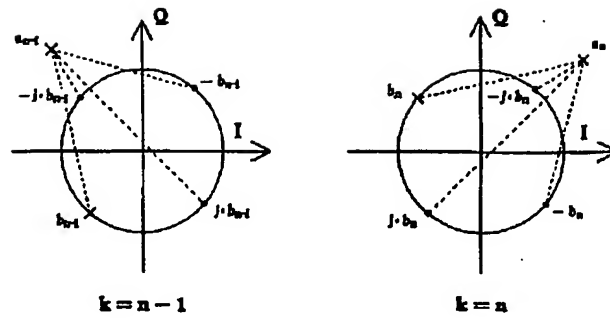
【图7】



【图8】



【図9】



× 位相補償されたA, B両ブランチの信号点

• Bブランチの信号を11°ずらした点

【図10】

